

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : **11-298434**

(43)Date of publication of application : **29.10.1999**

(51)Int.Cl. **H04J 11/00**

H03H 21/00

H04B 3/04

(21)Application number : **10-093680** (71)Applicant : **JISEDAI DIGITAL**
TELEVISION HOSO SYSTEM
KENKYUSHO:KK
HITACHI LTD

(22)Date of filing : **06.04.1998** (72)Inventor : **TSURUGA SADA0**
NOGAMI HIROSHI
AKIYAMA HITOSHI

(54) OFDM DEMODULATOR

SOLUTION: In the orthogonal frequency division multiplex(OFDM) demodulator, a variable delay section 3100 delays a correction complex signals output of an adaptive filter section 30 by a valid symbol period + α , a complex multiplier 3101 and a sum average arithmetic section 3102 apply correlation arithmetic operation after and before the delay.

integration arithmetic sections 3103, 3104, square arithmetic sections 3105, 3106 and an adder section 3107 apply their respective operations to real and imaginary parts of the result to obtain a correlation square signal. Furthermore, by means of a \tan^{-1} arithmetic section 3110 a phase rotation angle θ is obtained from the result of the integration arithmetic operation. A peak detection/hold section 3108 holds the α and θ at a peak value of the correlation square signal. According to the operations above, each estimate value of a delay time of a delay wave, an amplitude ratio of the delay wave to a desired wave, and a phase difference between the desired wave and the delay wave is found, and a filter coefficient generating section 3109 generates a filter coefficient from each estimate value and provides an output to an adaptive filter section 30.

[Date of request for examination]	06.04.1998
[Date of sending the examiner's decision of rejection]	
[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]	

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 2934225

[Date of registration] 28.05.1999

[Number of appeal against examiner's
decision of rejection]

[Date of requesting appeal against
examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

1

(19) 日本国特許庁 (JP)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平 1 1 - 2 9 8 4 3 4

(43) 公開日 平成 11 年 (1999) 10 月 29 日

(51) Int. Cl. ⁶

識別記号

F I

H 0 4 J 11/00

H 0 4 J 11/00

Z

H 0 3 H 21/00

H 0 3 H 21/00

H 0 4 B 3/04

H 0 4 B 3/04

A

審査請求 有 請求項の数 1 4 O L

(全 1 6 頁)

(21) 出願番号 特願平 10-93680

(22) 出願日 平成 10 年 (1998) 4 月 6 日

(71) 出願人 395017298

株式会社次世代デジタルテレビジョン放送
システム研究所
東京都港区赤坂 5 丁目 2 番 8 号

(71) 出願人 000005108

株式会社日立製作所
東京都千代田区神田駿河台 4 丁目 6 番地

(72) 発明者 鶴賀 貞雄

東京都港区赤坂 5 丁目 2 番 8 号 株式会社次
世代デジタルテレビジョン放送システム研
究所内

(74) 代理人 弁理士 鈴江 武彦 (外 5 名)

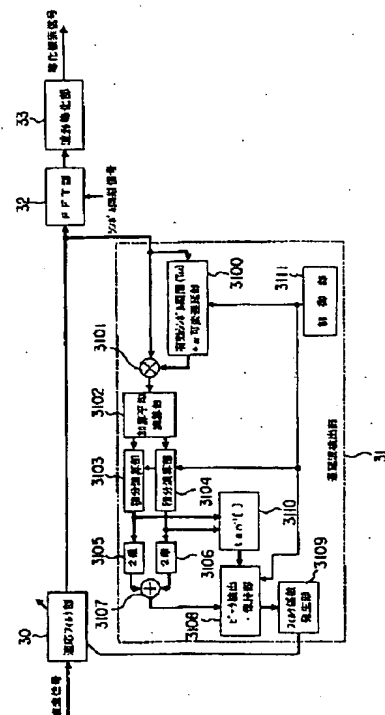
最終頁に続く

(54) 【発明の名称】 OFDM 復調装置

(57) 【要約】

【課題】 マルチパス伝搬路で生成される遅延波の遅延時間がガードインターバル期間を超えた場合に、ISI の影響を取り除き良好な復調を可能とする。

【解決手段】 適応フィルタ部 30 の補正複素信号出力を可変遅延部 3100 にて有効シンボル期間 + α だけ遅延した後、複素乗算器 3101 及び加算平均演算部 3102 により遅延前後の相関演算を施し、その結果の実部及び虚部について積分演算部 3103、3104、2 乗値演算部 3105、3106、加算部 3107 の各演算を経て相関 2 乗信号を得る。また、 \tan^{-1} 演算部 3110 により上記積分演算結果から位相回転角 θ を得る。ピーク検出・保持部 3108 により相関 2 乗信号中のピーク値における α 値及び θ を保持する。以上の動作から、遅延波の遅延時間、遅延波対希望波の振幅比、希望波と遅延波との位相差の各推定値を求め、フィルタ係数発生部 3109 により上記推定値からフィルタ係数を発生し、適応フィルタ部 30 に出力する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 1 伝送シンボル期間の構成が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置きした構成である直交周波数分割多重変調信号なる OFDM 信号を入力し、適応フィルタの特性を制御する適応フィルタ係数制御信号に基づいて前記 OFDM 信号をフィルタリングする適応フィルタ手段と、

この適応フィルタ手段の出力を有効シンボル期間 + α (但し α は整数) の期間遅延させる遅延手段、前記適応フィルタ手段の出力と前記遅延手段の出力との相関演算を施す相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記 OFDM 信号に重畳されている遅延波を検出して、前記適応フィルタ係数制御信号を求め、前記適応フィルタ手段に出力する適応フィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備することを特徴とする OFDM 復調装置。

【請求項 2】 既知の振幅、位相及び挿入位置の送信基準信号が予め周波数領域の送信データに挿入されており、1 伝送シンボル期間の構成が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置きした構成である直交周波数分割多重変調信号なる OFDM 信号を入力し、この信号の有効シンボル期間のみから受信基準信号と受信データを復調する復調手段と、

この復調手段の出力の受信基準信号から伝送路応答を推定し、補間フィルタの特性を制御する補間フィルタ係数制御信号に基づいて前記推定値を補間する補間フィルタ手段を備え、この補間フィルタ手段の出力から送信データに作用する伝送路応答を推定し、その推定結果に基づいて前記復調手段の出力の受信データの補正を行う波形等化手段と、

前記 OFDM 信号を有効シンボル期間 + α (但し α は整数) の期間遅延させる遅延手段、前記 OFDM 信号と前記遅延手段の出力との相関演算を施す相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記 OFDM 信号に重畳されているガードインタバル期間以内の遅延波の最大遅延時間を検出して、前記補間フィルタ係数制御信号を求め、前記波形等化手段に出力する補間フィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備することを特徴とする OFDM 復調装置。

【請求項 3】 既知の振幅、位相及び挿入位置の送信基準信号が予め周波数領域の送信データに挿入されており、1 伝送シンボル期間の構成が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置きした構成である直交周波数分割多重変調信号なる OFDM 信号を入力し、フィルタの特性を制御する適応フィルタ係数制御信号に基づいて前記 OFDM 信号をフィルタリングする適応フィルタ手段と、この適応フィルタ手段の出力の有

効シンボル期間のみから受信基準信号と受信データを復調する復調手段と、

この復調手段の出力の受信基準信号から伝送路応答を推定し、補間フィルタの特性を制御する補間フィルタ係数制御信号に基づいて前記推定値を補間する補間フィルタ手段を備え、この補間フィルタ手段の出力から送信データに作用する伝送路応答を推定し、受信データの補正を行う波形等化手段と、

前記適応フィルタ手段の出力を有効シンボル期間 + α (但し α は整数) の期間遅延させる遅延手段、前記 OFDM 信号と前記遅延手段の出力との相関演算を施す相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記 OFDM 信号に重畳されている遅延波を検出して、前記適応フィルタ係数制御信号を求め、前記適応フィルタ手段に出力する適応フィルタ係数発生手段及び、前記 OFDM 信号に重畳されているガードインタバル期間以内の遅延波の最大遅延時間を検出して前記補間フィルタ係数制御信号を求め、前記波形等化手段に出力する補間フィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備することを特徴とする OFDM 復調装置。

【請求項 4】 前記適応フィルタ係数発生手段は、前記相関演算手段の出力に対して 1 伝送シンボル期間単位の M ($M \geq 0$) 回の積分演算を施す積分演算手段を備え、この積分演算手段の出力から、前記 OFDM 信号に重畳されている遅延波を検出して、前記適応フィルタ係数制御信号を求めることを特徴とする請求項 1 または 3 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 5】 前記補間フィルタ係数発生手段は、前記相関演算手段の出力に対して 1 伝送シンボル期間単位の M ($M \geq 0$) 回の積分演算を施す積分演算手段を備え、この積分演算手段の出力から、前記 OFDM 信号に重畳されているガードインタバル期間以内の遅延波の最大遅延時間を検出して、前記補間フィルタ係数制御信号を求めることを特徴とする請求項 2 または 3 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 6】 前記適応フィルタ係数発生手段は、前記相関演算手段の実部出力及び虚部出力のそれぞれに対して 2 乗値演算または絶対値演算を施す 2 乗値または絶対値演算手段と、そのそれぞれの出力の加算演算を施す加算演算手段と、前記相関演算手段の (虚部出力/実部出力) のアークタンジェント演算を施すアークタンジェント演算手段とを備え、前記加算演算手段の出力と前記アークタンジェント演算手段の出力とから前記適応フィルタ係数制御信号を求めることを特徴とする請求項 1 または 3 に記載の OFDM 復調装置。

【請求項 7】 前記補間フィルタ係数発生手段は、前記相関演算手段の実部出力及び虚部出力のそれぞれに対して 2 乗値演算または絶対値を施す 2 乗値または絶対値演算手段と、そのそれぞれの出力の加算演算を施す加算演算手段とを備え、この加算演算手段の出力から前記補間フ

フィルタ係数制御信号を求めることを特徴とする請求項2または3に記載のOFDM復調装置。

【請求項8】前記適応フィルタ係数発生手段は、さらに、前記相関演算手段の実部出力及び虚部出力のそれぞれに対して1伝送シンボル期間単位の M ($M \geq 0$) 回の積分演算を施す積分演算手段を備え、そのそれぞれの出力を前記2乗値または絶対値演算手段に与えることを特徴とする請求項6に記載のOFDM復調装置。

【請求項9】前記補間フィルタ係数発生手段は、さらに、前記相関演算手段の実部出力及び虚部出力のそれぞれに対して1伝送シンボル期間単位の M ($M \geq 0$) 回の積分演算を施す積分演算手段を備え、そのそれぞれの出力を前記2乗値または絶対値演算手段に与えることを特徴とする請求項7に記載のOFDM復調装置。

【請求項10】前記適応フィルタ係数発生手段は、LMS (Least Mean Square) アルゴリズム、またはRLS (Recursive Least Square) アルゴリズムの手法を用いて前記適応フィルタ係数制御信号を求めることを特徴とする請求項1、3、4、6、8のいずれかに記載のOFDM復調装置。

【請求項11】前記遅延波検出手段は、遅延波の最大遅延時間を検出した際に、補間フィルタ手段の周波数応答の通過帯域を(最大遅延時間/有功シンボル期間)となるような補間フィルタ係数制御信号を求め、前記波形等化手段に出力することを特徴とする請求項2、3、5、7、9のいずれかに記載のOFDM復調装置。

【請求項12】前記遅延波検出手段は、遅延波の最大遅延時間を検出した際に、その最大遅延時間がガードインタバル期間より小さいときに、前記補間フィルタ手段の周波数応答の通過帯域を(ガードインタバル期間/有功シンボル期間)以下となるような補間フィルタ係数制御信号を求めて、前記波形等化手段に出力することを特徴とする請求項2、3、5、7、9のいずれかに記載のOFDM復調装置。

【請求項13】前記適応フィルタ係数発生手段または、前記補間フィルタ係数発生手段における M 回積分演算を施す積分演算手段は、 M 個の1伝送シンボル期間遅延手段と加算手段により構成されるFIR型フィルタを用いることを特徴とする請求項4、5、8、11、12のいずれかに記載のOFDM復調装置。

【請求項14】前記適応フィルタ係数発生手段または、前記補間フィルタ係数発生手段における M 回積分演算を行う積分演算手段は、1伝送シンボル期間遅延手段と加算手段により構成されるIIR型フィルタを用いることを特徴とする請求項4、5、8、11、12のいずれかに記載のOFDM復調装置。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】本発明は、直交周波数分割多重(OFDM (Orthogonal Frequency Division Multipl

ex)) 変調方式の復調装置に関し、特にマルチパス伝搬路における耐遅延干渉特性改善技術に関する。

【0002】

【従来の技術】近年、地上テレビジョン放送システムのデジタル化の研究が盛んであるが、欧州と日本においては直交周波数分割多重(以下、OFDMという)変調方式が伝送方式として採用されることが決定され、特に欧州においては規格化が完了し実用レベルに達している。このOFDM方式は、広帯域信号を互いに直交する多数の搬送波(以下、サブキャリアという)で伝送することにより、地上テレビジョン放送において必須の伝送条件であるマルチパス伝搬路における耐遅延干渉特性を改善できる等の特徴がある。

【0003】以下にOFDM方式の概要について説明する。

【0004】図14は、送信側に用いられるOFDM変調装置の構成を示すブロック図である。このOFDM変調装置には、例えば、多値(QPSK、16QAM、64QAMなど)変調された信号である送信データが供給される。この送信データはIFFT演算部11、ガード期間付加部12とから構成されるIFFT部10に供給される。

【0005】このIFFT演算部11は、図示しない伝送シンボルタイミング同期信号発生部で生成される伝送シンボルタイミング同期(以下、伝送シンボル同期という)信号に従って、有効シンボル単位で入力データの各伝送サブシンボルをそれぞれ隣接間で互いに直交するサブキャリアに割り当ててIFFT演算を施すことで、周波数領域の伝送データを時間領域の伝送データに変換する。これによって有効シンボル期間 T_u のOFDM変調信号が得られる。ここで、サブキャリアの数は使用するIFFT演算部11のポイント数によって設定される。IFFT演算部11によってOFDM変調された伝送データはガード期間付加部12に供給される。

【0006】このガード期間付加部12は、上記伝送シンボル同期信号に従ってIFFT演算部11から供給された伝送データの有効シンボル期間 T_u の後部をガードインタバル期間 T_g として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間 T_u に対して巡回的に前置し、伝送シンボル期間 $T_s (=T_u + T_g)$ のデジタルベースバンドOFDM信号を生成する。このガード期間付加部12で得られたデジタルベースバンドOFDM信号のフォーマットを図15に示す。このようにしてガードインタバル期間 T_g が付加されたデジタルベースバンドOFDM信号は直交変調部13に供給される。

【0007】この直交変調部13は、上記IFFT部10で得られたデジタルベースバンドOFDM信号にデジタル/アナログ変換(D/A変換)を施した後、局部発振器14で得られる発振周波数を中心周波数として直交変調を施し、中間周波数帯域(以下、IF帯という)ま

たは無線周波数帯域（以下、RF帯という）に周波数変換し、図示しない増幅器で所定の大きさに増幅してOFDM送信信号として図示しない空間伝搬路等の伝送路に出力する。

【0008】次に、上記で得られたOFDM送信信号を受信するOFDM復調装置について図16を用いて説明する。

【0009】図16は、文献、IEE Conf. Publ., No. 413, pp. 122-128 (1995) CD3-OFDM: A New Channel Estimation Method to Improve the Spectrum Efficiency in Digital Terrestrial Television Systems に記載のOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。このOFDM復調装置には、上記伝送路を通じて図14に示したOFDM変調装置によって生成されたOFDM送信信号がOFDM受信信号として入力されるものとする。

【0010】図16において、直交復調部20は、上記OFDM受信信号を入力し、局部発振器21で得られる発振周波数によって直交復調することで、IF帯またはRF帯のOFDM受信信号からベースバンドOFDM信号に周波数変換し、アナログ/デジタル変換（A/D変換）を施すことによりデジタルベースバンドOFDM信号に変換する。このデジタルベースバンドOFDM信号はガード期間除去部23、FFT演算部24とから構成されるFFT部22に供給される。

【0011】このガード期間除去部23は、図示しない伝送シンボルタイミング同期信号発生部で生成される伝送シンボル同期信号に従って、直交復調部20でベースバンドに変換されたデジタルベースバンドOFDM信号からガードインタバル期間 T_g の信号を除去し、有効シンボル期間 T_u の信号のみを抽出する。この有効シンボル期間 T_u の信号はFFT（高速フーリエ変換）演算部24に供給される。

【0012】このFFT演算部24は、上記伝送シンボル同期信号に従って、有効シンボル期間 T_u の信号にFFT演算を施して時間領域の伝送データを周波数領域の伝送データに変換することで、複数の復調伝送サブシンボルを得る。FFT演算部24からの復調出力は波形等化部25に供給される。

【0013】ここで、例えば欧州の地上デジタルテレビジョン放送システムの規格（DVB-T）文書、European Telecommunication Standard Draft ETS 300 744, Digital broadcasting systems for television, sound and data services: Framing structure, channel coding and modulation for digital terrestrial television に記述されているように、DVB-Tシステムにおいては、送信側のOFDM変調装置において予め振幅、位相及び挿入位置の既知の基準信号（以下パイロットという）を伝送シンボル内で数サブキャリアおきに挿入し送信することになっている。

【0014】このことから、上記波形等化部25は、既

知の送信パイロットと受信パイロットから伝送路応答を推定し、FFT部22から供給された復調シリアルデータに対して振幅及び位相の補正を施し等化複素信号として出力するようになっている。

【0015】ところで、OFDM変調方式は、マルチパス伝搬路において、希望波に対する遅延波の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g 以内（ $\tau \leq T_g$ ）であれば、受信信号の希望波の有効シンボル期間 T_u に対する期間においては、シンボル間干渉（以下ISI（Inter Symbol Interference）という）が発生せず、この希望波の有効シンボル期間 T_u のFFT演算を行うことにより希望波の振幅及び位相が変化した復調シリアルデータを得ることができる。上記DVB-Tシステムでは、波形等化部25において、受信パイロットから遅延波による振幅及び位相の変化を求めることにより伝送路応答を推定することができ、復調シリアルデータに対して、遅延波による影響（振幅及び位相の変化）をほぼ完全に補正して等化複素信号とすることが可能である。

【0016】

【発明が解決しようとする課題】しかしながら、上記構成によるOFDM復調装置は、マルチパス伝搬路において、希望波に対する遅延波の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g を超える（ $\tau > T_g$ ）とISIが発生し、波形等化部で得られる等化複素信号の著しい劣化が生じるという問題がある。

【0017】このことは、例えば文献、映像情報メディア学会誌 Vol. 51, No. 9, pp. 1493-1503 (1997) 「遅延波がOFDM伝送に与える影響」に記述されており、遅延波の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g を超える（ $\tau > T_g$ ）と、1つ前のシンボルが有効シンボル期間 T_u に入ってくるため妨害となり、この妨害が雑音成分に加算され等化的にC/Nが劣化する。また、この遅延波により受信パイロットが劣化し、波形等化部においてこの劣化した受信パイロットを用いて伝送路応答を推定するので、受信側における特性はさらに劣化することとなる。さらに、D/U（希望波のパワー/遅延波のパワー）が大きい場合にも著しい劣化が生じる等が示されている。

【0018】本発明の第1の目的は、上記の問題を解決し、マルチパス伝搬路において、希望波に対する遅延波の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g を超えた場合においてもISIの影響を取り除き、波形等化部で得られる等化複素信号の著しい劣化を緩和することのできるOFDM復調装置を提供することにある。

【0019】一方、マルチパス伝搬路において、希望波に対する遅延波の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g 以内（ $\tau \leq T_g$ ）のとき、DVB-Tシステムにおける従来のOFDM復調装置は、波形等化部において、伝送路応答を推定することにより遅延波による影響をほぼ完全に補正することが可能であるが、特に、低C/N

時、最大遅延時間 τ_{\max} がガードインタバル期間 T_g より小さい ($\tau_{\max} < T_g$) ときには、上記伝送路応答の推定値におけるノイズ成分の影響が大きくなり、推定精度の劣化が生じる。その結果、波形等化後の等化複素信号に劣化が生じることがある。

【0020】本発明の第2の目的は、上記問題を解決し、マルチパス伝搬路、低C/N時において、希望波に対する遅延波の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g 以内 ($\tau \leq T_g$) で、遅延波の最大遅延時間 τ_{\max} がガードインタバル期間 T_g より小さい ($\tau_{\max} < T_g$) ときに最適な波形等化を行うことのできるOFDM復調装置を提供することにある。

【0021】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決し第1の目的を達成するために、本発明に係るOFDM復調装置は、1伝送シンボル期間の構成が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置した構成である直交周波数分割多重変調信号なるOFDM信号を入力し、適応フィルタの特性を制御する適応フィルタ係数制御信号に基づいて、前記OFDM信号をフィルタリングする適応フィルタ手段と、この適応フィルタ手段の出力を有効シンボル期間+ α (但し α は整数)の期間遅延させる遅延手段、前記適応フィルタ手段の出力と前記遅延手段の出力との相関演算を行う相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記OFDM信号に重畳されている遅延波を検出して、前記適応フィルタ係数制御信号を生成し前記適応フィルタ手段に出力する適応フィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備するようにした。

【0022】上記課題を解決し第2の目的を達成するために、本発明に係るOFDM復調装置は、既知の振幅、位相及び挿入位置の送信基準信号が予め周波数領域の送信データに挿入されており、1伝送シンボル期間の構成が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置した構成である直交周波数分割多重変調信号なるOFDM信号を入力し、この信号の有効シンボル期間のみから受信基準信号と受信データを復調する復調手段と、この復調手段の出力の受信基準信号から伝送路応答を推定し、補間フィルタの特性を制御する補間フィルタ係数制御信号に基づいて、前記推定値を補間する補間フィルタ手段を備え、この補間フィルタ手段の出力から送信データに作用する伝送路応答を推定し、受信データの補正を行う波形等化手段と、有効シンボル期間+ α (但し α は整数)の期間遅延させる遅延手段、前記OFDM信号と前記遅延手段の出力との相関演算を行う相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記OFDM信号に重畳されているガードインタバル期間以内の遅延波の最大遅延時間検出して、前記フィルタ係数

制御信号を生成し前記波形等化手段に出力するフィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備するようにした。

【0023】上記課題を解決し第1及び第2の目的を同時に達成するために、本発明に係るOFDM復調装置は、既知の振幅、位相及び挿入位置の送信基準信号が予め周波数領域の送信データに挿入されており、1伝送シンボル期間の構成が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置した構成である直交周波数分割多重変調信号なるOFDM信号を入力し、適応フィルタの特性を制御する適応フィルタ係数制御信号に基づいて前記OFDM信号をフィルタリングする適応フィルタ手段と、この適応フィルタ手段の出力の有効シンボル期間のみから受信基準信号と受信データを復調する復調手段と、この復調手段の出力の受信基準信号から伝送路応答を推定し、補間フィルタの特性を制御する補間フィルタ係数制御信号に基づいて前記推定値を補間する補間フィルタ手段を備え、この補間フィルタ手段の出力から送信データに作用する伝送路応答を推定し、受信データの補正を行う波形等化手段と、前記適応フィルタ手段の出力を有効シンボル期間+ α (但し α は整数)の期間遅延させる遅延手段、前記OFDM信号と前記遅延手段の出力との相関演算を施す相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記OFDM信号に重畳されている遅延波を検出して、前記適応フィルタ係数制御信号を求め、前記適応フィルタ手段に出力する適応フィルタ係数発生手段及び、前記OFDM信号に重畳されているガードインタバル期間以内の遅延波の最大遅延時間検出して前記補間フィルタ係数制御信号を求め、前記波形等化手段に出力する補間フィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備するようにした。

【0024】

【発明の実施の形態】以下、図1乃至図13を用いて本発明の実施の形態を詳細に説明する。

【0025】(第1の実施の形態) 図1は、本発明に係る第1の実施の形態におけるOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。

【0026】図1において、欧州のDVB-T規格に準じたOFDM信号を生成するOFDM変調装置により送信された信号が、マルチパス伝搬路を通過して受信され、これによって得られたIF帯またはRF帯のOFDM受信信号が、図示しない直交検波部において、直交復調及びA/D変換されることで、デジタルベースバンドOFDM信号が得られる。このとき、デジタルベースバンドOFDM信号として、同相検波(以下、I軸という)信号と直交検波(以下、Q軸という)信号とから複素データが生成される。この複素データによるデジタルベースバンドOFDM信号(以下、複素信号という)は適応フィルタ部30に供給される。

【0027】この適応フィルタ部30は、後で説明する遅延波検出部31からのタップ係数制御信号によりタップ係数が制御され、複素信号を適応的にフィルタリングして補正複素信号 $I+Q$ を生成する。この補正複素信号 $I+Q$ は遅延波検出部31並びにFFT部32に供給される。

【0028】例えば、上記伝送路がマルチパス伝搬路の場合、希望波に遅延波が重畳されるが、遅延波検出部31は、複素信号に含まれる遅延波成分を検出し、上記適応フィルタ部30が複素信号から遅延波成分をフィルタリングすることができるように、タップ係数を制御するタップ係数制御信号を生成して適応フィルタ部30に供給する。

【0029】一方、FFT部32は、図示しないシンボル同期信号発生部で生成されるシンボル同期信号に従って、補正複素信号 $I+Q$ の有効シンボル期間 T_u にFFT演算を施すことにより、時間領域の補正複素信号 $I+Q$ を周波数領域の補正複素信号 $I+Q$ に変換する。この周波数領域の補正複素信号 $I+Q$ は波形等化部33に供給される。

【0030】波形等化部33は、既知の送信パイロットと受信パイロットとから伝送路応答を推定し、FFT部32から供給された周波数領域の補正複素信号 $I+Q$ に対して振幅及び位相の補正を行い、等化複素信号として出力する。

【0031】ここで、上記適応フィルタ部30は、例えば図2に示すように構成できる。図2に示す適応フィルタ部30は、 $n-1$ 個の1サンプル遅延器 $d_0, d_1, \dots, d_{(n-2)}$ 、タップ係数値がそれぞれ P_0, P_1, \dots, P_{n-1} の n 個のタップ(複素乗算器) $p_0, p_1, \dots, p_{(n-1)}$ 、及び加算器301とからなるFIR(有限長インパルス応答)フィルタの構成をなし、タップ係数制御用の制御端子を通じて外部からのタップ係数制御が可能となっている。

【0032】上記遅延波検出部31は、例えば図1に示すように構成できる。図1において、遅延検出部31に入力された補正複素信号 $I+Q$ は、有効シンボル期間

$(T_u) + \alpha$ 可変遅延部3100並びに複素乗算器3101に供給される。有効シンボル期間 $(T_u) + \alpha$ 可変遅延部3100は、上記補正複素信号 $I+Q$ を有効シンボル期間 $(T_u) + \alpha$ だけ遅延させた遅延補正複素信号 $I_0 + Q_0$ を生成し、さらにこの遅延補正複素信号 $I_0 + Q_0$ の複素共役をとった遅延補正複素共役信号 $I_0 - Q_0$ を生成する。この遅延補正複素共役信号 $I_0 - Q_0$ は複素乗算器3101の一方の入力端に供給される。また、上記補正複素信号 $I+Q$ は、複素乗算器3101の他方の入力端に供給される。尚、遅延波検出部31の遅延期間は、制御部3111から供給される制御信号により変化し、その範囲は $(T_u) + \alpha$ (α は整数)の範囲である。

【0033】上記複素乗算器3101は、上記補正複素信号 $I+Q$ と遅延補正複素共役信号 $I_0 - Q_0$ との複素乗算演算を施すもので、その演算結果 $(I I_0 + Q Q_0) - (I Q_0 - Q I_0)$ は、加算平均演算部3102に供給される。この加算平均演算部3102は、ガード期間 (T_g) の加算平均演算を施すもので、その演算結果 $(S_{rr} + S_{qq}) - (S_{rq} - S_{qr})$ は、上記補正複素信号 $I+Q$ と $T_u + \alpha$ 期間遅延された遅延補正複素信号 $I_0 + Q_0$ との相関演算を施した結果となる。この演算結果の実部 $(S_{rr} + S_{qq})$ は積分演算部3103に、虚部 $(S_{rq} - S_{qr})$ は積分演算部3104に供給される。

【0034】この積分演算部3103、3104は加算平均演算部3102の出力から雑音成分の抑圧を行うもので、例えば、図3に示すように構成できる。つまり、図3において、積分演算部3103、3104は、加算器40、及び伝送シンボル期間 T_s 遅延部41により構成されるIIR(無限長インパルス応答)フィルタの構成をなす。

【0035】この積分演算部3103、3104は、上記加算平均演算部3102の出力 $(S_{rr} + S_{qq})$ 、 $(S_{rq} - S_{qr})$ の伝送シンボル期間 T_s 周期単位の積分演算を行う動作をする。また、積分回数 M ($M \geq 0$ で $M=0$ のときは積分をしないとす)は、制御部3111から供給されるリフレッシュ信号により制御されており、リフレッシュ信号は、上記IIRフィルタが予め決められた積分回数 M に達したときに伝送シンボル期間 T_s 遅延部41内部のレジスタをリフレッシュし“0”とする。このIIRフィルタは、積分回数 M が多いほど上記加算平均演算部3102出力の雑音抑圧効果が増大する効果がある。

【0036】積分演算部3103の演算結果 $\Sigma (S_{rr} + S_{qq})$ は、2乗値演算部3105及びアークタンジェント演算部 $(\tan^{-1} [\])$ 3110の一方の入力端子に、積分演算部3104の演算結果 $\Sigma (S_{rq} - S_{qr})$ は、2乗値演算部3106及びアークタンジェント演算部3110の他方の入力端子に供給される。2乗値演算部3105、3106においては、それぞれ2乗値演算が施され、その演算結果 $\{\Sigma (S_{rr} + S_{qq})\}^2$ 、 $\{\Sigma (S_{rq} - S_{qr})\}^2$ は、加算器3107に供給される。加算器3107は、2乗値演算部3105、3106の出力の加算演算を行う。その演算結果 $\{\Sigma (S_{rr} + S_{qq})\}^2 + \{\Sigma (S_{rq} - S_{qr})\}^2$ はピーク検出・保持部3108の一方の入力端子に供給される。

【0037】一方、アークタンジェント演算部3110は、積分演算部3103、3104の出力 $\Sigma (S_{rr} + S_{qq})$ 、 $\Sigma (S_{rq} - S_{qr})$ に対して、 $\{\Sigma (S_{rq} - S_{qr}) / \Sigma (S_{rr} + S_{qq})\}$ のアークタンジェント演算 $(\tan^{-1} [\Sigma (S_{rq} - S_{qr}) / \Sigma (S_{rr} + S_{qq})])$ を施すもので、その演算結果はピーク検出・保持部3108の

他方の入力端子に供給される。

【0038】このピーク検出・保持部3108は、上記加算器3107の演算結果出力 $\{\sum(S_{rr}+S_{qq})\}^2 + \{\sum(S_{ro}-S_{or})\}^2$ に対して所定の振幅値を基準にピークの有無を検出し、ピークが検出されたときには、制御部3111から供給される保持信号に基づいてそのピーク値もしくはピーク位置から±ガードインタバル期間 T_g 以内の値のいずれかの値に対して保持動作を行うと同時に、その時のアークタンジェント演算部3110の演算結果に対しても保持動作を行う。また、このとき制御部3111から有効シンボル期間 $(Tu) + \alpha$ 可変遅延部3100に供給される α 値もピーク検出・保持部3108に供給され、上記保持信号に基づいて α 値に対して保持動作を行う。以上の保持結果は、フィルタ係数発生部3109に供給される。

【0039】このフィルタ係数発生部3109は、ピーク検出・保持部3108からの保持結果に基づいて、上記適応フィルタ30のタップ係数を制御するタップ係数制御信号を生成するもので、このタップ係数制御信号は上記適応フィルタ30のタップ係数制御用の制御端子に供給される。

【0040】上記FFT部32は、例えば図16に示したFFT部22のように構成できる。このFFT部22の動作については、上記で詳細に説明済みなのでここでは省略する。

【0041】上記波形等化部33は、例えば図4のように構成できる。この波形等化部33の動作について図4を用いて説明する。

【0042】ここで、第 n 番目のシンボルの第 k 番目のサブキャリアを用いて送信側が伝送する周波数領域信号を $X(n, k)$ 、この信号に作用する伝送路応答及び雑音成分をそれぞれ $H(n, k)$ 及び $N(n, k)$ 、この信号に対応する受信側での周波数領域受信信号を $Y(n, k)$ とする。このとき $Y(n, k) = X(n, k) H(n, k) + N(n, k)$ の関係が成り立つ。また、送信側で挿入される送信パイロット信号を $X(n, k_p)$ 、このパイロット信号に対応する受信側での受信パイロット信号を $Y(n, k_p)$ とする。

【0043】図4において、波形等化部33に入力されたFFT部32からの出力信号 $Y(n, k)$ は、複素除算演算部330及び複素除算演算部333に供給される。複素除算演算部330は、受信パイロット信号 $Y(n, k_p)$ を送信パイロット発生部331から発生される既知の送信パイロット信号 $X(n, k_p)$ で除算演算を施すことにより、 $X(n, k_p)$ に作用する伝送路応答 $H'(n, k_p)$ を推定する。このとき $H'(n, k_p) = Y(n, k_p) / X(n, k_p) = H(n, k_p) + N(n, k_p) / X(n, k_p)$ の関係が成り立つ。この推定値 $H'(n, k_p)$ は、補間フィルタ部332に供給される。

【0044】補間フィルタ部332は、周波数応答が $G(n, k)$ であるフィルタであり、一般的に $G(n, k)$ の通過

帯域幅は T_g / Tu (=ガードインタバル期間/有効シンボル期間)の固定値に選ばれている。この補間フィルタ部332は、上記推定値 $H'(n, k_p)$ を $G(n, k)$ により補間し、送信データ信号 $X(n, k)$ (但し、 $k \neq k_p$)に作用する伝送路応答 $H'(n, k)$ を推定する。このとき $H'(n, k) = H'(n, k_p) G(n, k) = \{H(n, k_p) + N(n, k_p) / X(n, k_p)\} G(n, k)$ の関係が成り立つ。この推定値 $H'(n, k)$ は、複素乗算演算部333に供給され、受信信号 $Y(n, k)$ を上記推定値 $H'(n, k)$ で除算演算を施すことによりデータ信号 $X'(n, k)$ を推定する。このとき $X'(n, k) = Y(n, k) / H'(n, k)$ の関係が成り立つ。

【0045】以上のように、波形等化部33は、既知の送信パイロットと受信パイロットから伝送路応答を推定し、FFT部32から供給された復調シリアルデータに対して振幅及び位相の補正を施し等化複素信号として出力する。

【0046】上記補間フィルタ部332は、例えば、図5に示すように構成でき、図5は、1サンプル遅延器が d_0, d_1, \dots, d_{n-2} の $n-1$ 個、タップ係数値がそれぞれ R_0, R_1, \dots, R_{n-1} のタップ(複素乗算器)が r_0, r_1, \dots, r_{n-1} の n 個、及び加算器3320とからなるFIR(有限長インパルス応答)フィルタの構成をなしている。

【0047】次に、本発明に係る第1の実施の形態の具体的な動作例を説明する。尚、説明を簡単にするため、変調装置と復調装置のタイミング同期、及び周波数同期は完全にとれているものとし、熱雑音等の雑音も無いものとする。また、マルチパス伝搬路として、図6に示すような希望波と遅延波1波のみの2波マルチパス伝搬路を考える。

【0048】つまり、図6(a)に示すように希望波(ベースバンド表現)を $I + jQ$ とし、希望波に対する遅延波の遅延時間を τ 、遅延波対希望波の振幅比を A 、希望波と遅延波の受信点における位相差を θ とすると、図6(b)に示すように遅延波(ベースバンド表現)は $A(I + jQ)_{\tau, \theta} = AI_{\tau, \theta} + jAQ_{\tau, \theta}$ となる。よって、受信波として本実施形態の復調装置に入力される複素信号は、図6(c)に示すように希望波に遅延波が重畳された形 $(I + AI_{\tau, \theta}) + j(Q + AQ_{\tau, \theta})$ となる。

【0049】本実施形態における動作の大枠は、遅延波検出部31において希望波に対する遅延波の遅延時間 τ の推定値 τ' 、遅延波対希望波の振幅比 A の推定値 A' 、希望波と遅延波の受信点における位相差 θ の推定値 θ' を求めることにより、適応フィルタ部30の制御を行い、受信波から遅延波が除去されるというものである。

【0050】次に、具体的な詳細な動作例として、上記複素信号 $(I + AI_{\tau, \theta}) + j(Q + AQ_{\tau, \theta})$ が

本実施形態の復調装置に入力された場合について図7を用いて説明する。

【0051】まず、上記複素信号 $(I + A I_{\tau, \theta}) + j(Q + A Q_{\tau, \theta})$ が上記適応フィルタ30に供給されたとき、初期設定動作が行われる。つまり、適応フィルタ30のタップ係数は初期設定値として複素値 $P_0 = 1 + j0$ 、 $P_k = 0 + j0$ ($k \neq 0$) となるよう上記フィルタ係数発生部3109から与えられ、上記有効シンボル期間 $(Tu) + \alpha$ 可変遅延部3100の遅延期間は初期設定値として有効シンボル期間 Tu ($\alpha = 0$) となるよう上記制御部3111により制御される。このとき、遅延波検出部31には上記複素信号 $(I + A I_{\tau, \theta}) + j(Q + A Q_{\tau, \theta})$ のものが入力されることになる。この複素信号の一例を図7(a)に示す。

【0052】尚、上記有効シンボル期間 $(Tu) + \alpha$ 可変遅延部3100の遅延期間 $Tu + \alpha$ の α の範囲は事前に決められており、例えば、 $\beta \leq \alpha \leq \gamma$ (β, γ は整数で $\beta \leq \tau \leq \gamma$) である。また、上記積分演算部3103、3104は、簡単のために1回のみの積分演算を施すとする。

【0053】この初期設定状態において、OFDM信号は有効シンボル期間 Tu の後部をガード期間 Tg として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間 Tu に対して巡回的に前置した構成となっているので、上記加算器3107の出力 $\{\sum (S_{rr} + S_{qq})\}^2 + \{\sum (S_{rq} - S_{qr})\}^2$ は、図7(b)に示すように希望波の伝送シンボルと次の伝送シンボルの境界でピークを持ち、ピークの周期が伝送シンボル周期 Ts となり、そのピークの大きさは伝送シンボル周期 Ts で大小変動する。つまり、相関信号 $(S_{rr} + S_{qq})$ 、 $(S_{rq} - S_{qr})$ から1回積分により雑音成分が抑圧され $\sum (S_{rr} + S_{qq})$ 、 $\sum (S_{rq} - S_{qr})$ となり、さらに2乗演算と加算を施された信号 $\{\sum (S_{rr} + S_{qq})\}^2 + \{\sum (S_{rq} - S_{qr})\}^2$ (以後、相関2乗信号という) が得られる。

【0054】この例では、ピークの大きさは伝送シンボル周期 Ts で大小変動する、つまり、最大のピークの周期は伝送シンボル周期 Ts の2倍で $2Ts$ である。これは、積分演算部3103、3104において1回のみの積分演算が施されているためで、2回以上の場合には最大のピークの周期は伝送シンボル周期 Ts の3倍以上、つまり $3Ts$ 以上に変わる。ピーク検出・保持部3108はこの信号からピークを検出し、図7(b)に示す制御部3111から供給される保持信号により、そのピーク値もしくはピーク位置から±ガードインタバル期間 Tg 以内の値のいずれかの値 B を保持する。図7(b)に示す例では、保持信号はピーク値を保持するタイミングである。

【0055】次に、上記有効シンボル期間 $(Tu) + \alpha$ 可変遅延部3100は、遅延期間が $Tu + \alpha$ (但し、 $\beta \leq \alpha \leq \gamma$ 、 $\alpha \neq 0$ 、 $\alpha \neq \tau$ である) となるよう上記制御

部3111により制御される。この場合、上記加算器3107の出力 $\{\sum (S_{rr} + S_{qq})\}^2 + \{\sum (S_{rq} - S_{qr})\}^2$ は、図7(c)に示すようにピークを持たない相関2乗信号が得られる。この場合、ピーク検出・保持部3108はこの信号にピークが無いことから保持動作を行わない。

【0056】さらに、上記有効シンボル期間 $(Tu) + \alpha$ 可変遅延部3100は、遅延期間が $Tu + \tau$ ($\alpha = \tau$) となるよう上記制御部3111により制御される。この場合、上記加算器3107の出力 $\{\sum (S_{rr} + S_{qq})\}^2 + \{\sum (S_{rq} - S_{qr})\}^2$ は、図7(d)に示すように遅延波の伝送シンボルと次の伝送シンボルの境界でピークを持ち、ピークの周期が伝送シンボル周期 Ts となり、そのピークの大きさは伝送シンボル周期 Ts で大小変動する相関2乗信号が得られる。

【0057】この例では、ピークの大きさは伝送シンボル周期 Ts で大小変動する、つまり、最大のピークの周期は伝送シンボル周期 Ts の2倍で $2Ts$ である。これは、積分演算部3103、3104において1回のみの積分演算が施されているためで、2回以上の場合には最大のピークの周期は伝送シンボル周期 Ts の3倍以上、つまり $3Ts$ 以上に変わる。ピーク検出・保持部3108はこの相関信号からピークを検出し、図7(c)に示す制御部3111から供給される保持信号により、そのピーク値もしくはピーク位置から±ガードインタバル期間 Tg 以内の値のいずれかの値 C 、アークタンジェント演算部3110から供給された希望波と遅延波の受信点における位相差の推定値 θ' 及び制御部3111から供給された α 値を保持する。

【0058】以上のように、上記制御部3111により $\beta \leq \alpha \leq \gamma$ の範囲で上記有効シンボル期間 $(Tu) + \alpha$ 可変遅延部3100の遅延期間が制御された後、ピーク検出・保持部3108にて保持された値 B 、 C 、 θ' 及び α 値がフィルタ係数発生部3109に供給される。

【0059】ここで、上記遅延波対希望波の振幅比 A の推定値 $A' = \sqrt{C/B}$ となることから遅延波の大きさを推定することができ、また、 α 値からそのときの希望波に対する遅延波の遅延時間 τ の推定値 τ' を求めることができる。よって、フィルタ係数発生部3109は、上記推定値 A' 、 τ' 、 θ' から遅延波を推定することができ、遅延波成分を取り除くようなフィルタリングが行えるタップ係数を発生し適応フィルタ部30に供給する。上記推定値 A' 、 τ' 、 θ' より遅延波成分を除去する適応フィルタ部30のタップ係数を求めるアルゴリズムは、従来のシングルキャリア変調方式における等化方法で適用されているLMS (Least Mean Square) アルゴリズム、RLS (Recursive Least Square) アルゴリズムなど周知の技術を適用することが可能である。

【0060】以上のことから、本第1の実施の形態により、マルチパス伝搬路において、希望波に対する遅延波

の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g を超えた場合においても、受信波から遅延波を除去することができ、T-S-Iの影響を緩和することができる。

【0061】尚、上記説明において、実際の回路製作時に生じる回路遅延量等は考慮していないので、設計の際は十分注意を要する。

【0062】また、以上の説明においては、簡単のためにマルチパス伝搬路として、希望波と遅延波1波のみの2波マルチパス伝搬路を考えたが、複数波マルチパス伝搬路やマルチパスフェージング伝搬路においても同じように動作可能である。

【0063】尚、複数波マルチパス伝搬路の場合は、上記説明のように、適応フィルタ部30が初期設定状態のときに $\beta \leq \alpha \leq \gamma$ の期間の遅延波成分を全て検出して、その後補正を行い、その補正結果に誤差が多く含まれるようなら繰り返して遅延波成分を上記方法で検出し補正するような閉ループ系の処理方法が可能であることは言うまでもない。

【0064】また、上記のように初期設定状態のときに、期間 $(\beta \leq \alpha \leq \gamma)$ の遅延波を全て検出するのではなく、一番遅い期間 $(\alpha = \gamma)$ から近い期間 $(\alpha = \beta)$ に向けて遅延波を1波ごと検出していき、遅延波が見つかり次第補正するような閉ループ系の処理の適用も可能であることは言うまでもない。

【0065】さらに、上記の場合、閉ループ系処理ではなく開ループ系の処理を適用することも可能であることは言うまでもない。

【0066】また、本実施形態の説明においては、上記適応フィルタ部30の例としてFIRフィルタによる構成を示したが、IIRフィルタによる構成、またはFIRフィルタとIIRフィルタとの組み合わせによる構成を用いても同様な動作が可能なのは言うまでもない。

【0067】本実施形態のように、遅延波検出部31と適応フィルタ部30とから構成される部分でガードインタバル期間 T_g 内外の遅延波の補正をすることも可能であるが、また、遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g を超える $(\tau > T_g)$ 遅延波を遅延波検出部31と適応フィルタ部30とから構成される部分により補正し、遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g 以内 $(\tau \leq T_g)$ の遅延波を波形等化部33により補正する動作でも可能であることは言うまでもない。

【0068】(第2の実施の形態) 図8は、本発明に係る第2の実施の形態におけるOFDM復調装置の構成を示すブロック図である。

【0069】この実施の形態の全体構成は、図1に示した第1の実施の形態のOFDM復調装置の構成と、最大遅延時間検出部3112、フィルタ係数発生部3113、波形等化部33Aにより構成される部分以外の構成は同じである。また、動作も同じであるので、同一部分に同一符号を付してその説明を省略し、上記最大遅延時

間検出部3112、フィルタ係数発生部3113、波形等化部33Aにより構成される部分のみを説明する。

【0070】ピーク検出・保持部3108の保持結果は最大遅延時間検出部3112に供給される。この最大遅延時間検出部3112は、ガードインタバル期間 T_g 内における遅延波の最大遅延時間 τ_{\max} を検出するもので、その結果はフィルタ係数発生部3113に供給される。このフィルタ係数発生部3113は、最大遅延時間 τ_{\max} に基づいて後で説明する波形等化部33Aの補間フィルタのタップ係数を制御するタップ係数制御信号を生成するもので、その制御信号は上記波形等化部33Aのタップ係数制御用の制御端子に供給される。

【0071】上記波形等化部33Aは、例えば、図9に示すように構成される。図9に示す構成は、図4に示した波形等化部33の補間フィルタ部332が可変補間フィルタ334に置き換わった点以外の構成は同じであり、動作も同じであるので、同一部分に同一符号を付してその説明を省略し、可変補間フィルタ部334のみにについて説明する。

【0072】上記可変補間フィルタ部334は、例えば、図10に示すように構成できる。図10に示す可変補間フィルタ部334は、 $n-1$ 個の1サンプル遅延器 $d_0, d_1, \dots, d_{(n-2)}$ 、タップ係数値がそれぞれ P_0, P_1, \dots, P_{n-1} の n 個のタップ(複素乗算器) $p_0, p_1, \dots, p_{(n-1)}$ 、及び加算器3340とからなるFIR(有限長インパルス応答)フィルタの構成をなし、タップ係数制御用の制御端子を通じて外部からのタップ係数制御が可能となっている。

【0073】すなわち、マルチパス伝搬路において、希望波に対する遅延波の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g 以内 $(\tau \leq T_g)$ のとき、DVB-TシステムにおけるOFDM復調装置では、波形等化部において、伝送路応答 $H'(n, k) = \{H(n, k_F) + N(n, k_F) / X(n, k_F)\} G(n, k)$ を推定することにより遅延波による影響をほぼ完全に補正することが可能である。

【0074】しかしながら、特に、低C/N時、最大遅延時間 τ_{\max} がガードインタバル期間 T_g より小さい $(\tau_{\max} < T_g)$ ときには、上記伝送路応答の推定値におけるノイズ成分の影響 $\{N(n, k_F) / X(n, k_F)\} G(n, k)$ が大きくなり、推定精度の劣化が生じる。その結果、波形等化後の等化複素信号に劣化が生じることがある。これは、上記で説明したように、波形等化部における補間フィルタ部の周波数応答 $G(n, k)$ の通過帯域幅が T_g / T_u の固定値に選ばれているために、補間フィルタ部による雑音除去が十分に行われなためである。

【0075】そこで、最大遅延時間 τ_{\max} を検出し、波形等化部における補間フィルタ部の通過帯域幅を τ_{\max} / T_u に制御することにより、最大遅延時間 τ_{\max} がガードインタバル期間 T_g より小さい $(\tau_{\max} < T_g)$ ときにおいて、より最適な等化が可能となる。

【0076】本実施形態においては、上記のように最大遅延時間検出部 3112 によりガードインタバル期間 T_g 内における遅延波の最大遅延時間 τ_{\max} を検出し、 $\tau_{\max} < T_g$ の場合に、フィルタ係数発生部 3113 において可変補間フィルタ部 334 の通過帯域幅が τ_{\max} / T_u または T_g / T_u より小さくなるようにタップ係数を制御するタップ係数制御信号を生成するようにしている。

【0077】以上のことから、本第 2 の実施の形態により、マルチパス伝搬路において、特に低 C/N 時に、希望波に対する遅延波の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g 以内 ($\tau \leq T_g$) で、遅延波の最大遅延時間 τ_{\max} がガードインタバル期間 T_g より小さい ($\tau_{\max} < T_g$) とときに最適な波形等化を行うことが可能となる。

【0078】尚、上記説明において、実際の回路製作時に生じる回路遅延量等は考慮していないので、設計の際には十分注意を要する。

【0079】また、本説明においては、上記可変補間フィルタ部 334 の例として FIR フィルタによる構成を示したが、IIR フィルタによる構成、または FIR フィルタと IIR フィルタとの組み合わせによる構成を用いても同様な動作が可能なのは言うまでもない。

【0080】本実施形態のように、遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g を超える ($\tau > T_g$) 遅延波を遅延波検出部 31 と適応フィルタ部 30 とから構成される部分により補正し、遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g 以内 ($\tau \leq T_g$) の遅延波を遅延波検出部 31 と適応フィルタ部 30 と波形等化部 33A とから構成される部分により補正する動作も可能であるが、遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g 内外の遅延波を遅延波検出部 31 と適応フィルタ部 30 とから構成される部分により補正し、遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g 以内 ($\tau \leq T_g$) の遅延波を遅延波検出部 31 と波形等化部 331 とから構成される部分により補正する動作も可能であることは言うまでもない。

【0081】(第 3 の実施の形態) 図 11 は、本発明に係る第 3 の実施の形態における OFDM 復調装置の構成を示すブロック図である。

【0082】この実施の形態の全体構成は、図 1 に示した第 1 の実施の形態の OFDM 復調装置の構成において、2乗値演算部 3105、3106 の代わりに絶対値演算部 3114、3115 が接続された構成になっている。その他の構成は、第 1 の実施の形態と同じであるため、同一部分に同一符号を付してその説明を省略する。また、第 1 の実施の形態の OFDM 復調装置の加算器 3107 の出力が $|\Sigma(S_{rx} + S_{eq})| + |\Sigma(S_{rx} - S_{eq})|$ となること以外は、同じ原理に基づいて動作し、同様に作用するので、その説明も省略する。

【0083】(第 4 の実施の形態) 図 12 は、本発明に係る第 4 の実施の形態における OFDM 復調装置の構成

を示すブロック図である。

【0084】この実施の形態の全体構成は、図 8 に示した第 2 の実施の形態の OFDM 復調装置の構成において、2乗値演算部 3105、3106 の代わりに絶対値演算部 3114、3115 が接続された構成になっている。その他の構成は、第 2 の実施の形態と同じであるため、同一部分に同一符号を付してその説明を省略する。また、第 2 の実施の形態の OFDM 復調装置の加算器 3107 の出力が $|\Sigma(S_{rx} + S_{eq})| + |\Sigma(S_{rx} - S_{eq})|$ となること以外は、同じ原理に基づいて動作し、同様に作用するので、その説明も省略する。

【0085】以上、本発明に係る第 1 から第 4 の実施の形態について説明したが、上記の実施の形態における積分演算部 3103、3104 は、例えば、図 13 に示すようにも構成できる。図 13 は、伝送シンボル期間 T_s の遅延器が T_1, T_2, \dots, T_M の M 個、及び加算器 3116 とからなる FIR (有限長インパルス応答) フィルタの構成をなしている。この積分演算部は、積分回数 M に応じて、伝送シンボル期間 T_s の遅延器の個数が決まり、積分開始から MT_s 期間後には常に M 回積分の結果が得られるので、遅延波検出部 31 の高速化が可能となる。

【0086】

【発明の効果】以上のように本第 1 の発明によれば、マルチパス伝搬路において、希望波に対する遅延波の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g を超えた場合においても ISI の影響を取り除き、波形等化部で得られる等化復素信号の著しい劣化を緩和することのできる OFDM 復調装置を提供することができる。

【0087】また、本第 2 の発明によれば、マルチパス伝搬路、低 C/N 時において、希望波に対する遅延波の遅延時間 τ がガードインタバル期間 T_g 以内 ($\tau \leq T_g$) で、遅延波の最大遅延時間 τ_{\max} がガードインタバル期間 T_g より小さい ($\tau_{\max} < T_g$) とときに最適な波形等化を行うことのできる OFDM 復調装置を提供することができる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明に係る第 1 の実施の形態における OFDM 復調装置の構成を示すブロック図。

【図 2】図 1 に示す OFDM 復調装置の適応フィルタ部の一例を示すブロック図。

【図 3】図 1 に示す OFDM 復調装置の積分演算部の一例を示すブロック図。

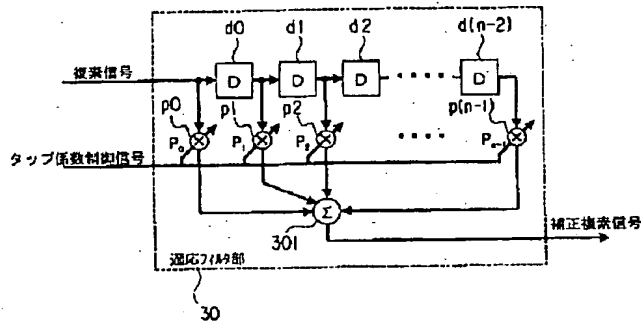
【図 4】図 1 に示す OFDM 復調装置の波形等化部の一例を示すブロック図。

【図 5】図 4 に示す波形等化部の補間フィルタ部の一例を示すブロック図。

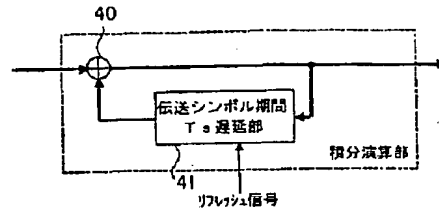
【図 6】図 1 に示す OFDM 復調装置に入力される信号の一例を示す図。

【図 7】図 1 に示す OFDM 復調装置の動作例を示す

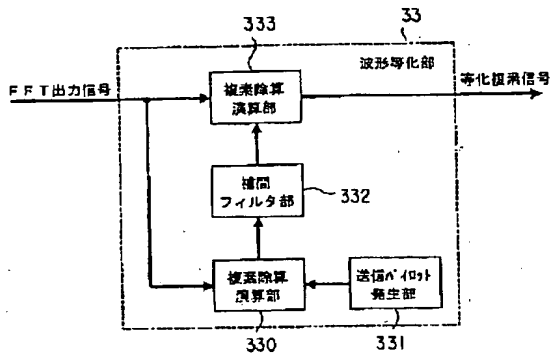
【図 2】



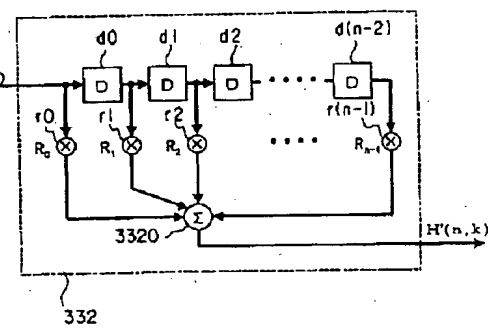
【図 3】



【図 4】

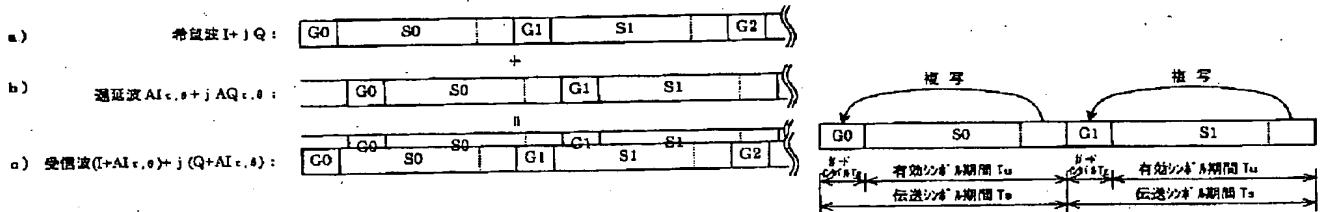


【図 5】

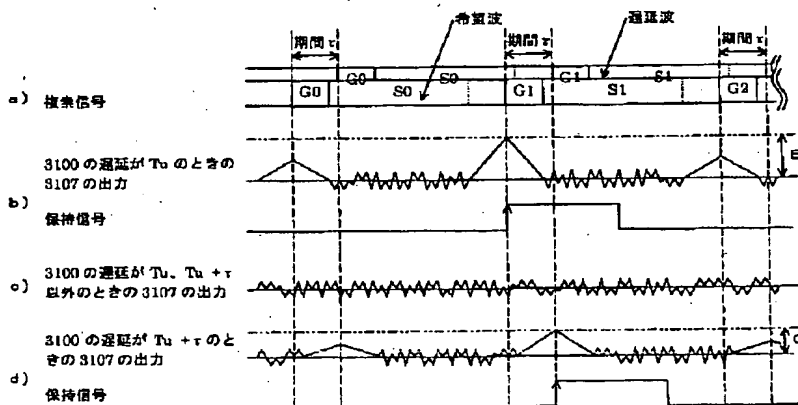


【図 6】

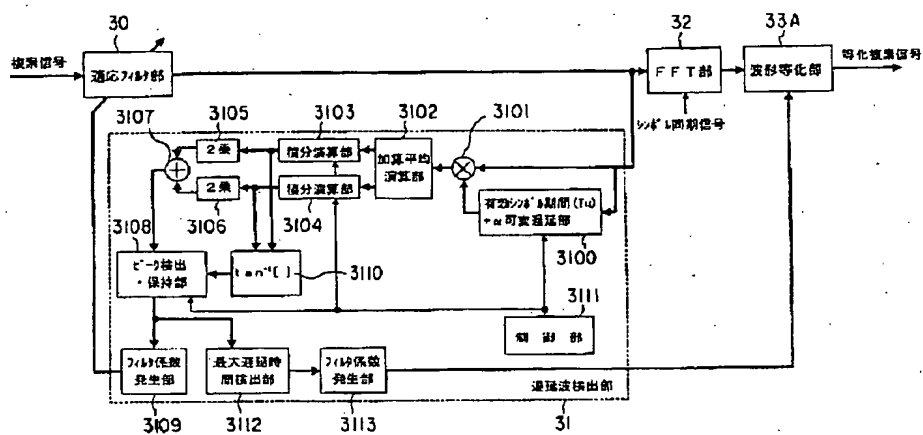
【図 15】



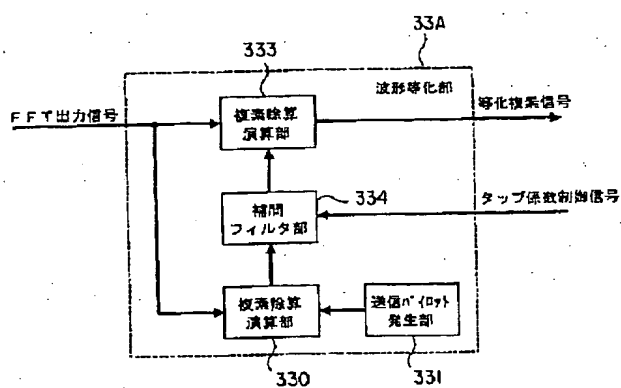
【図 7】



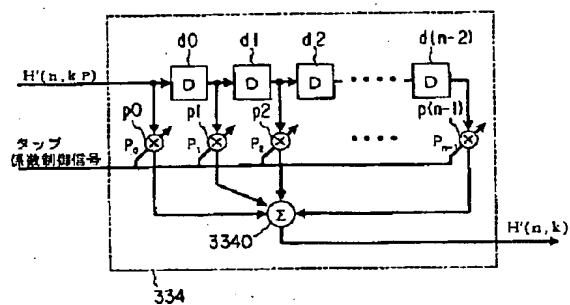
【図 8】



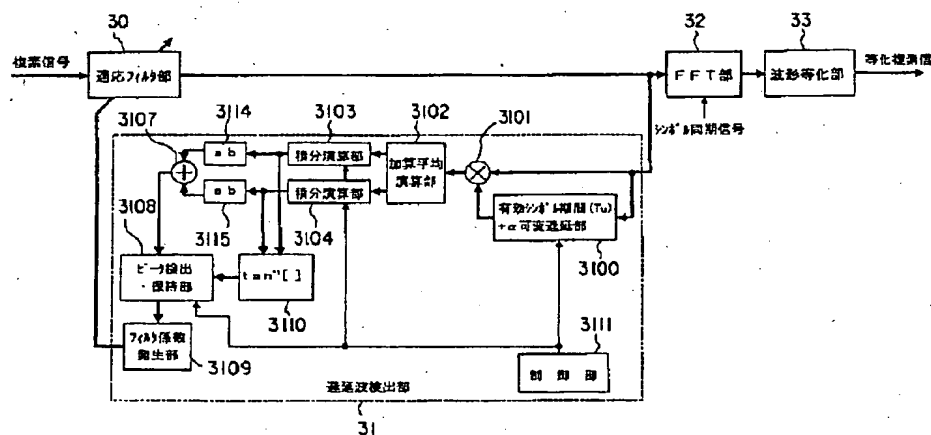
【図 9】



【図 10】



【図 11】



3116

積分演算部

Figure 1 is a block diagram of a transmission system. It includes three main processing blocks: 11 (IFFT processing unit), 12 (guard interval addition unit), and 13 (digital-to-analog converter). The system also includes a dashed box 10 representing the IFFT section, which contains blocks 11 and 12. The input to block 11 is '送信データ' (transmission data). The output of block 11 is fed into block 12. The output of block 12 is fed into block 13. Block 13 outputs the 'OFDM 送信信号' (OFDM transmission signal). A '伝送信号同期' (transmission signal synchronization) signal is provided as an input to both block 11 and block 12. A reference signal '14' is provided as an input to block 13.

DM信号を入力し、適応フィルタの特性を制御する適応フィルタ係数制御信号に基づいて前記OFDM信号をフィルタリングする適応フィルタ手段と、
この適応フィルタ手段の出力を入力し、 α （但し α は整数）を制御信号により可変させ、有効シンボル期間+ α の期間遅延させる可変遅延手段、前記適応フィルタ手段の出力と前記可変遅延手段の出力との相関演算を施す相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記OFDM信号に重畳されている遅延波を検出して、前記適応フィルタ係数制御信号を求め、前記適応フィルタ手段に

出力する適応フィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備することを特徴とするOFDM復調装置。

【手続補正 2】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項 2

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項 2】既知の振幅、位相及び挿入位置の送信基準信号が予め周波数領域の送信データに挿入されており、1 伝送シンボル期間の構成が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置きした構成である直交周波数分割多重変調信号なる OFDM 信号を入力し、この信号の有効シンボル期間のみから受信基準信号と受信データを復調する復調手段と、

この復調手段の出力の受信基準信号から伝送路応答を推定し、補間フィルタの特性を制御する補間フィルタ係数制御信号に基づいて前記推定値を補間する補間フィルタ手段を備え、この補間フィルタ手段の出力から送信データに作用する伝送路応答を推定し、その推定結果に基づいて前記復調手段の出力の受信データの補正を行う波形等化手段と、

前記 OFDM 信号を入力し、 α (但し α は整数) を制御信号により可変させ、有効シンボル期間 + α の期間遅延させる可変遅延手段、前記 OFDM 信号と前記可変遅延手段の出力との相関演算を施す相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記 OFDM 信号に重畳されているガードインタバル期間以内の遅延波の最大遅延時間を検出して、前記補間フィルタ係数制御信号を求め、前記波形等化手段に出力する補間フィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備することを特徴とする OFDM 復調装置。

【手続補正 3】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】請求項 3

【補正方法】変更

【補正内容】

【請求項 3】既知の振幅、位相及び挿入位置の送信基準信号が予め周波数領域の送信データに挿入されており、1 伝送シンボル期間の構成が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置きした構成である直交周波数分割多重変調信号なる OFDM 信号を入力し、フィルタの特性を制御する適応フィルタ係数制御信号に基づいて前記 OFDM 信号をフィルタリングする適応フィルタ手段と、

この適応フィルタ手段の出力の有効シンボル期間のみから受信基準信号と受信データを復調する復調手段と、

この復調手段の出力の受信基準信号から伝送路応答を推定し、補間フィルタの特性を制御する補間フィルタ係数

制御信号に基づいて前記推定値を補間する補間フィルタ手段を備え、この補間フィルタ手段の出力から送信データに作用する伝送路応答を推定し、受信データの補正を行う波形等化手段と、

前記適応フィルタ手段の出力を入力し、 α (但し α は整数) を制御信号により可変させ、有効シンボル期間 + α の期間遅延させる可変遅延手段、前記 OFDM 信号と前記可変遅延手段の出力との相関演算を施す相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記 OFDM 信号に重畳されている遅延波を検出して、前記適応フィルタ係数制御信号を求め、前記適応フィルタ手段に出力する適応フィルタ係数発生手段及び、前記 OFDM 信号に重畳されているガードインタバル期間以内の遅延波の最大遅延時間を検出して前記補間フィルタ係数制御信号を求め、前記波形等化手段に出力する補間フィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備することを特徴とする OFDM 復調装置。

【手続補正 4】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0021

【補正方法】変更

【補正内容】

【0021】

【課題を解決するための手段】上記課題を解決し第 1 の目的を達成するために、本発明に係る OFDM 復調装置は、1 伝送シンボル期間の構成が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置きした構成である直交周波数分割多重変調信号なる OFDM 信号を入力し、適応フィルタの特性を制御する適応フィルタ係数制御信号に基づいて、前記 OFDM 信号をフィルタリングする適応フィルタ手段と、この適応フィルタ手段の出力を入力し、 α (但し α は整数) を制御信号により可変させ、有効シンボル期間 + α の期間遅延させる可変遅延手段、前記適応フィルタ手段の出力と前記可変遅延手段の出力との相関演算を行う相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記 OFDM 信号に重畳されている遅延波を検出して、前記適応フィルタ係数制御信号を生成し前記適応フィルタ手段に出力する適応フィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備するようにした。

【手続補正 5】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0022

【補正方法】変更

【補正内容】

【0022】上記課題を解決し第 2 の目的を達成するために、本発明に係る OFDM 復調装置は、既知の振幅、位相及び挿入位置の送信基準信号が予め周波数領域の送信データに挿入されており、1 伝送シンボル期間の構成

が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置した構成である直交周波数分割多重変調信号なるOFDM信号を入力し、この信号の有効シンボル期間のみから受信基準信号と受信データを復調する復調手段と、この復調手段の出力の受信基準信号から伝送路応答を推定し、補間フィルタの特性を制御する補間フィルタ係数制御信号に基づいて、前記推定値を補間する補間フィルタ手段を備え、この補間フィルタ手段の出力から送信データに作用する伝送路応答を推定し、受信データの補正を行う波形等化手段と、前記OFDM信号を入力し、 α （但し α は整数）を制御信号により可変させ、有効シンボル期間+ α の期間遅延させる可変遅延手段、前記OFDM信号と前記可変遅延手段の出力との相関演算を行う相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記OFDM信号に重畳されているガードインタバル期間以内の遅延波の最大遅延時間を検出して、前記フィルタ係数制御信号を生成し前記波形等化手段に出力するフィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備するようにした。

【手続補正6】

【補正対象書類名】明細書

【補正対象項目名】0023

【補正方法】変更

【補正内容】

【0023】上記課題を解決し第1及び第2の目的を同時に達成するために、本発明に係るOFDM復調装置は、既知の振幅、位相及び挿入位置の送信基準信号が予

め周波数領域の送信データに挿入されており、1伝送シンボル期間の構成が、有効シンボル期間の信号の後部をガードインタバル期間として、伝送シンボル毎に有効シンボル期間に対して巡回的に前置した構成である直交周波数分割多重変調信号なるOFDM信号を入力し、適応フィルタの特性を制御する適応フィルタ係数制御信号に基づいて前記OFDM信号をフィルタリングする適応フィルタ手段と、この適応フィルタ手段の出力の有効シンボル期間のみから受信基準信号と受信データを復調する復調手段と、この復調手段の出力の受信基準信号から伝送路応答を推定し、補間フィルタの特性を制御する補間フィルタ係数制御信号に基づいて前記推定値を補間する補間フィルタ手段を備え、この補間フィルタ手段の出力から送信データに作用する伝送路応答を推定し、受信データの補正を行う波形等化手段と、前記適応フィルタ手段の出力を入力し、 α （但し α は整数）を制御信号により可変させ、有効シンボル期間+ α の期間遅延させる可変遅延手段、前記OFDM信号と前記可変遅延手段の出力との相関演算を施す相関演算手段及び、前記相関演算手段の出力から前記OFDM信号に重畳されている遅延波を検出して、前記適応フィルタ係数制御信号を求め、前記適応フィルタ手段に出力する適応フィルタ係数発生手段及び、前記OFDM信号に重畳されているガードインタバル期間以内の遅延波の最大遅延時間を検出して前記補間フィルタ係数制御信号を求め、前記波形等化手段に出力する補間フィルタ係数発生手段を備える遅延波検出手段とを具備するようにした。

フロントページの続き

(72)発明者 野上 博志

東京都港区赤坂5丁目2番8号 株式会社
次世代デジタルテレビジョン放送システム
研究所内

(72)発明者 秋山 仁

神奈川県横浜市戸塚区吉田町292 株式会
社日立製作所マルチメディアシステム開発
本部内